

# PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

7

(11)Publication number : 05-244043  
(43)Date of publication of application : 21.09.1993

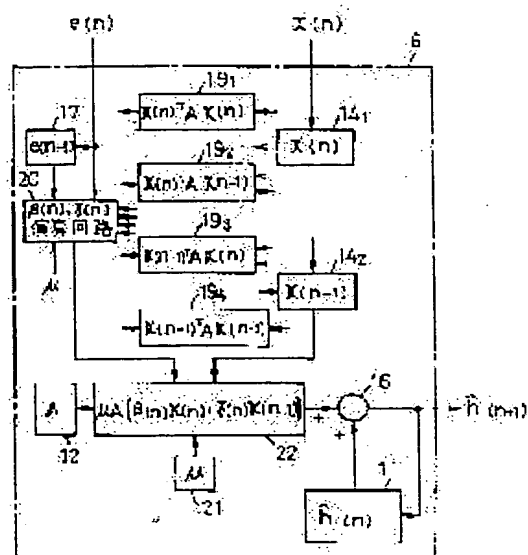
(51)Int.Cl. H04B 3/23  
H03H 17/04  
H03H 21/00

(21)Application number : 04-044649 (71)Applicant : NIPPON TELEGR & TELEPH CORP <NTT>  
(22)Date of filing : 02.03.1992 (72)Inventor : MAKINO SHOJI  
KANEDA YUTAKA

## (54) ECHO ELIMINATION DEVICE

### (57)Abstract:

**PURPOSE:** To stabilize the operation even when an input signal is a speech signal, and to increase the converging speed and improve the speech quality by reflecting both variation characteristics of an acoustic echo path and the correlative removal of an input signal.  
**CONSTITUTION:** A received signal  $x_n$  is made into vectors  $x_n$  and  $x_{n-1}$  by storage circuits 141 and 142 and norm arithmetic circuits 191-192 calculate norms weighted by a 1st step size  $A$ . Then the calculated norms, a residue  $e_n$ , the residue  $e_{n-1}$  of a residue storage circuit 17, and the 2nd step size  $\mu$  of a storage circuit 21 are supplied to a  $\beta_n$  and  $\gamma_n$  arithmetic circuit 20 to calculate  $\beta_n$  and  $\gamma_n$ . Then the  $\mu$ ,  $A$ ,  $\beta_n$ ,  $\gamma_n$ ,  $x_n$ , and  $x_{n-1}$  are supplied to a correction information generating circuit 22 to calculate a correction width, which is supplied to an adder unit 16 and added to the filter coefficient  $h_n$  from a tap coefficient storage circuit 11 to obtain  $h_{n+1}$ . The  $h_{n+1}$  is used to update the value of the circuit 11 and also outputted to a dummy echo path. Consequently, even the signal is increased in converging speed to improve the speech quality.



## LEGAL STATUS

[Date of request for examination]	19.07.1994
[Date of sending the examiner's decision of rejection]	
[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]	
[Date of final disposal for application]	
[Patent number]	2602750
[Date of registration]	29.01.1997
[Number of appeal against examiner's decision of rejection]	
[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]	
[Date of extinction of right]	

BEST AVAILABLE COPY

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平 5 - 2 4 4 0 4 3

(43) 公開日 平成 5 年 ( 1 9 9 3 ) 9 月 2 1 日

(51) Int. Cl. <sup>5</sup>

識別記号

庁内整理番号

F I

技術表示箇所

H04B 3/23

9199-5K

H03H 17/04

A 7037-5J

21/00

7037-5J

審査請求 未請求 請求項の数 1 (全 7 頁)

(21) 出願番号

特願平 4 - 4 4 6 4 9

(22) 出願日

平成 4 年 ( 1 9 9 2 ) 3 月 2 日

(71) 出願人 0 0 0 0 0 4 2 2 6

日本電信電話株式会社

東京都千代田区内幸町一丁目 1 番 6 号

(72) 発明者 牧野 昭二

東京都千代田区内幸町 1 丁目 1 番 6 号 日

本電信電話株式会社内

(72) 発明者 金田 豊

東京都千代田区内幸町 1 丁目 1 番 6 号 日

本電信電話株式会社内

(74) 代理人 弁理士 草野 卓

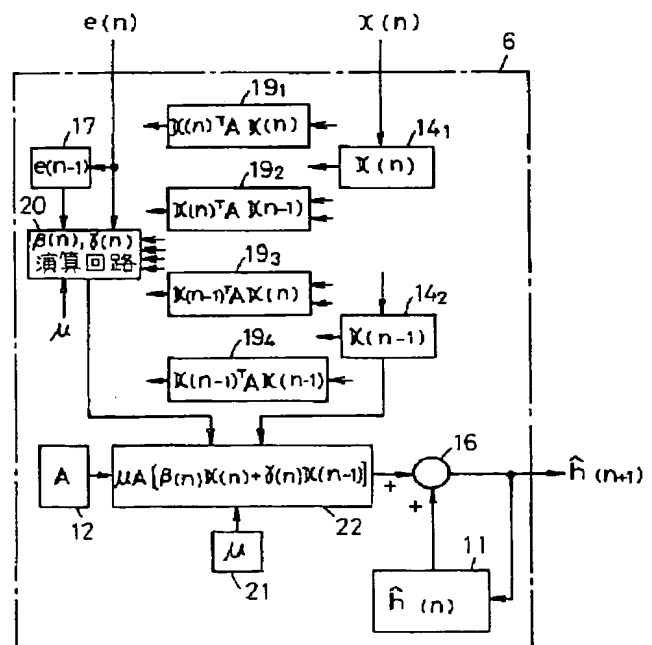
(54) 【発明の名称】 反響消去装置

(57) 【要約】

【目的】 音声信号でも収束速度の大きい反響消去装置を提供する。

【構成】 送出信号  $x(i)$  と反響信号  $y(i)$  とから疑似反響路 7 を生成し、送出信号  $x(i)$  を疑似反響路 7 の入力として得られる疑似反響信号  $\hat{y}^{\wedge}(n)$  を反響信号  $y(n)$  から差し引いてこれを消去する反響消去装置において、疑似反響路 7 はデジタルフィルタにより構成され、フィルタの係数は反響信号の消去誤差  $e(n)$  を最小とするアルゴリズムにより逐次的に修正され、フィルタ係数修正動作の大きさを調整する第 1 および第 2 の修正幅を有し、ノルム計算もまた第 1 の修正幅と同様に反響路の変動に対して必要とされるフィルタ係数修正の大きさに比例して重み付けられているものである、反響消去装置。

図 4



## 【特許請求の範囲】

【請求項 1】 反響路への送出信号と送出信号の反響路を經由した後の反響信号とから擬似反響路を生成し、送出信号を擬似反響路の入力とすることにより得られる擬似反響信号を反響信号から差し引くことにより反響信号を消去する反響消去装置において、

擬似反響路はデジタルフィルタにより構成され、デジタルフィルタの係数は反響信号の消去誤差を最小とすように動作するアルゴリズムにより逐次的に修正されるものであり、

フィルタ係数修正動作の大きさを調整する第 1 および第 2 の修正幅（ステップサイズ）を有し、第 1 の修正幅は反響路の変動に対して必要とされるフィルタ係数修正の大きさに比例して重み付けられており、アルゴリズム内で使用するノルム計算もまた第 1 の修正幅により重み付けられていることを特徴とする反響消去装置。

## 【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】この発明は、反響消去装置に関し、特に、2 線 4 線式変換系および拡声通話系その他の信号伝送系においてハウリングの原因および聴覚上の障害となる反響信号を消去する反響消去装置に関する。

【0002】

【従来の技術】衛星通信、音声会議その他の伝送系が普及するに伴い、同時通話性能に優れ反響感の少ない通話

$$\mathbf{h}^{\wedge}(n+1) = \mathbf{h}^{\wedge}(n) + \alpha [-\Delta(n)]$$

ただし、 $\mathbf{h}^{\wedge}(n) = (h^{\wedge}_1(n), h^{\wedge}_2(n), \dots, h^{\wedge}_L(n))^T$  : 擬似反響路 (FIR フィルタ) 係数

$\Delta(n)$  : (平均) 2 乗誤差の勾配ベクトル

$\alpha$  : ステップサイズ (スカラー量)

L : タップ数

$$\mathbf{h}^{\wedge}(n+1) = \mathbf{h}^{\wedge}(n) + \mathbf{A} [-\Delta(n)]$$

ただし、

$\mathbf{A} = \text{diag} [\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_L]$  : ステップサイズ行列

$\alpha_i = \alpha \cdot \lambda^{i-1}$  ( $i = 1, 2, \dots, L$ )

$\lambda$  : インパルス応答変動量の減衰率 ( $0 < \lambda < 1$ )

と表現されるものである。

【0005】擬似反響路 7 がデジタル FIR フィルタにより構成される場合、そのフィルタ係数  $\mathbf{h}^{\wedge}(n)$  は室内インパルス応答  $h(n)$  を直接模擬したものとなっている。従って、反響路の変動に応じて必要なフィルタ係数修正の大きさは、室内インパルス応答の変動量と一致する。そこで、フィルタ係数修正動作における修正幅を表わすステップサイズ行列  $\mathbf{A}$  はインパルス応答の経時変動特性による重み付けがなされている。一般に、室内音場におけるインパルス応答変動量は減衰率  $\lambda$  を用いた指数関数として表わされる。ステップサイズ行列  $\mathbf{A}$  の対角成分  $\alpha_i$  ( $i = 1, 2, \dots, L$ ) は図 2 に示される如

装置の提供が望まれている。この要求を満たすものとして反響消去装置がある。図 1 は反響消去装置の従来例を示すブロック図であり、拡声通話の例を示している。送出信号である例えば受話信号  $x(i)$  を受ける受話入力端 1 からスピーカ 2 に至る受話系と、マイクロホン 3 から送話出力端 4 に至る送話系とからなる通話系において、スピーカ 2 とマイクロホン 3 との間は反響路を形成している。ここで、A/D 変換器 8 により受話信号  $x(i)$  がサンプル値化され、その受話信号  $x(n)$  が擬似反響路 7 に供給され、擬似反響路 7 からの擬似反響信号  $y^{\wedge}(n)$  を A/D 変換器 5 によりサンプル値化された反響信号  $y(n)$  から減算器 9 において減算することにより反響信号  $y(n)$  を消去することができる。

【0003】ところで、擬似反響路 7 は上述した通りの反響路の経時変動に追従する必要がある。この従来例においては、擬似反響路 7 はデジタル FIR フィルタを用いて構成し、残差  $e(n) = y(n) - y^{\wedge}(n)$  が 0 に近づくように、LMS 法、学習同定法、ES 法或は射影法その他の勾配形適応アルゴリズムを採用した推定回路 6 を介して残差  $e(n)$  を擬似反響路 7 によりフィルタ係数の逐次修正を行なう。このように擬似反響路 7 の修正が行なわれることにより、常に最適な反響消去が維持されることとなる。

【0004】ここで、ES 法とは、LMS 法、学習同定法、射影法その他の勾配形適応アルゴリズム、

$$\mathbf{h}^{\wedge}(n+1) = \mathbf{h}^{\wedge}(n) + \alpha [-\Delta(n)] \quad (1)$$

$\mathbf{h}^{\wedge}$  : ベクトルの転置

$n$  : 離散化時間

において、従来スカラー量として与えられていたステップサイズ  $\alpha$  をステップサイズ行列  $\mathbf{A}$  という対角行列に拡張したものであり、

$$\mathbf{h}^{\wedge}(n+1) = \mathbf{h}^{\wedge}(n) + \mathbf{A} [-\Delta(n)] \quad (2)$$

く、 $i$  の増加に伴って  $\alpha_i$  からインパルス応答の指数減衰特性と同じ傾きで指数減衰し、0 に漸近する。これらの点についての詳細は特開昭 63-45163、特開平 2-245187、特開平 3-44929 に開示されている。このアルゴリズムは、人および物の移動によりインパルス応答が変動する場合、このインパルス応答の変動量 (インパルス応答の差) はインパルス応答と同じ減衰率で指数減衰するという音響学的知見を利用したものである。変動の大きいインパルス応答の初期の係数は大きなステップにより修正し、変動の小さいインパルス応答の後期の係数は小さなステップにより修正し、結局収束速度の大きな反響消去装置を提供することができる。

【0006】ES 法を学習同定法に適用すれば、擬似反響路 7 は式 (3) に従って逐次修正されて、擬似反響路 7 のインパルス応答  $\mathbf{h}^{\wedge}(n)$  は真の反響路のインパルス応答  $h(n)$  に近づいて行く。

$$\hat{h}(n+1) = \hat{h}(n) + A \frac{e(n)}{x(n)^T x(n)} \quad (3)$$

ただし、

$e(n)$  : 推定誤差 ( $= y(n) - \hat{y}(n)$ )

$\hat{y}(n) = \hat{h}(n)^T x(n)$

$x(n) = (x(n), x(n-1), \dots, x(n-L+1))^T$  : 受話信号ベクトル

射影法は、アルゴリズム内部において入力信号の自己相関を取り除くことにより、音声のように相関のある信号

$$\hat{h}(n+1) = \hat{h}(n) + \alpha [\beta(n) x(n) + \gamma(n) x(n-1)] \quad (4)$$

ただし、

$$\beta(n) x(n)^T x(n) + \gamma(n) x(n-1)^T x(n) = e(n) \quad (5)$$

$$\beta(n) x(n-1)^T x(n) + \gamma(n) x(n-1)^T x(n-1) = (1-\alpha) e(n-1) \quad (6)$$

$\alpha$  : テップサイズ (スカラー量)

$\beta(n)$ ,  $\gamma(n)$  は連立方程式 (5) (6) を解いて求められる定数である。

【0007】ES法は音響エコー経路の変動特性のみに着目した手法であるのに対して、射影法は入力信号の性質のみに着目した手法である。従って、ES法と射影法を組み合わせることによって、それぞれの利点を生かした収束速度の大きな反響消去装置を提供することが期待される。図3はES法と2次の射影法を組み合わせた推定回路6の内部の一例を示す。

【0008】受話信号 $x(n)$ は受話信号記憶回路14、14'において受話信号ベクトル $x(n)$ ,  $x(n-1)$ と

$$A [\beta(n) x(n) + \gamma(n) x(n-1)]$$

が演算され、その出力は加算器16へ供給されて、これをタップ係数記憶回路11からの $\hat{h}(n)$ に加算して $\hat{h}(n+1)$ が得られる。演算結果 $\hat{h}(n+1)$ は擬似反響路7へ出力されると共にタップ係数記憶回路11の値を更新する。

$$\hat{h}(n+1) = \hat{h}(n) + A [\beta(n) x(n) + \gamma(n) x(n-1)] \quad (8)$$

ただし、 $\beta(n)$ ,  $\gamma(n)$  は連立方程式 (5) (6) を解いて求められる。式 (8) は式 (4) により定義される射影法のステップサイズ $\alpha$ をES法の考え方に基づいてステップサイズ行列 $A$ で置き換えたものになっている。

【0011】

【発明が解決しようとする課題】ES法と射影法を単に組み合わせた上述された通りのアルゴリズムは、入力信号が白色信号のように定常な信号であれば収束するが、音声信号のように非定常な信号である場合は発散するという問題がある。この発明は、この問題を解消するものであり、ノルムの評価を正しく行なうことによりES法と射影法それぞれの利点を生かし、音響エコー経路の変動特性と入力信号の相関除去を共に反映させることにより、入力信号が音声信号である場合にも収束速度の大きい反響消去装置を提供するものである。

【0012】

に対する収束速度を改善するという考え方に基づくものである。射影法により、音声信号に対する収束速度を学習同定法の約2倍に改善することができる。2次の射影法により擬似反響路7は式(4)に従って逐次修正され、擬似反響路7のインパルス応答 $\hat{h}(n)$ は真の反響路のインパルス応答 $h(n)$ に近づいて行く。

れる。ノルム演算回路13、13'、13'、13'において $x(n)^T x(n)$ ,  $x(n)^T x(n-1)$ ,  $x(n-1)^T x(n)$ ,  $x(n-1)^T x(n-1)$ が演算される。演算されたノルム、残差 $e(n)$ 、残差記憶回路17からの残差 $e(n-1)$ およびステップサイズ $\alpha$ は、 $\beta(n)$ ,  $\gamma(n)$ 演算回路18に供給されて連立法的式(5)、(6)を構成する。式(5)、(6)を解くことにより、定数 $\beta(n)$ ,  $\gamma(n)$ を求める。ステップサイズ行列記憶回路12にはステップサイズ行列 $A$ が記憶される。

【0009】 $A$ ,  $\beta(n)$ ,  $\gamma(n)$ ,  $x(n)$ ,  $x(n-1)$ は修正情報生成回路15に供給され、

(7)

【0010】以上の操作により、擬似反響路7は式(8)に従って逐次修正され、擬似反響路7のインパルス応答 $\hat{h}(n)$ は真の反響路のインパルス応答 $h(n)$ に近づいて行く。

【課題を解決するための手段】反響路への送出信号 $x(i)$ と送出信号 $x(i)$ の反響路を経由した後の反響信号 $y(i)$ とから擬似反響路7を生成し、送出信号 $x(i)$ を擬似反響路7の入力とすることにより得られる擬似反響信号 $\hat{y}(n)$ を反響信号 $y(n)$ から差し引くことにより反響信号 $y(n)$ を消去する反響消去装置において、擬似反響路7はデジタルフィルタにより構成され、デジタルフィルタの係数は反響信号 $y(n)$ の消去誤差を最小とするように動作するアルゴリズムにより逐次的に修正されるものであり、フィルタ係数修正動作の大きさを調整する第1および第2の修正幅(ステップサイズ)を有し、第1の修正幅は反響路の変動に対して必要とされるフィルタ係数修正の大きさに比例して重み付けられており、アルゴリズム内で使用するノルム計算もまた第1の修正幅により重み付けられている反響消去装置、を提供する。

【 0 0 1 3 】

【実施例】この発明の実施例を図 4 を参照して説明する。まず、2 次の射影法においては、過去の 2 個の入力

信号ベクトル  $x(n)$ 、 $x(n-1)$  に対して正しい出力  $y(n)$ 、 $y(n-1)$  を得るように  $h^{\wedge}(n)$  を修正する。すなわち、

$$x(n)^T h^{\wedge}(n+1) = y(n) \quad (9)$$

$$x(n-1)^T h^{\wedge}(n+1) = y(n-1) \quad (10)$$

式 (8) を式 (9) に代入すれば

$$x(n)^T h^{\wedge}(n) + \beta(n) x(n)^T A x(n) + \gamma(n) x(n)^T A x(n-1) = y(n) \quad (11)$$

となる。

であるから (11) 式は

$$\begin{aligned} \text{【 0 0 1 4 】 } x(n)^T h^{\wedge}(n) &= y^{\wedge}(n) \quad 10 \\ \beta(n) x(n)^T A x(n) + \gamma(n) x(n)^T A x(n-1) &= y(n) - y^{\wedge}(n) = \\ e(n) & \quad (12) \end{aligned}$$

となる。同様に式 (8) を式 (10) に代入すれば

$$x(n-1)^T h^{\wedge}(n) + \beta(n) x(n-1)^T A x(n) + \gamma(n) x(n-1)^T A x(n-1) = y(n-1) \quad (13)$$

となる。 $h^{\wedge}(n)$  は 1 時刻前の式 (9) を満たすので

$$x(n-1)^T h^{\wedge}(n) = y(n-1) \quad (14)$$

であるから式 (13) は

$$\beta(n) x(n-1)^T A x(n) + \gamma(n) x(n-1)^T A x(n-1) = 0 \quad (15)$$

となる。連立方程式 (12) (15) を解いて定数  $\beta(n)$ 、 $\gamma(n)$  を求め、式 (8) に代入すれば式 (9)、(10) を満足する  $h^{\wedge}(n+1)$  が求まる。

(スカラー量) を導入すると、 $\mu = 1$  の場合以外は式 (14) は満足されないことに注意しながらこの発明を書き下せば

【 0 0 1 5 】 以上を基にして第 2 のステップサイズ  $\mu$

$$h^{\wedge}(n+1) = h^{\wedge}(n) + \mu A [\beta(n) x(n) + \gamma(n) x(n-1)] \quad (16)$$

$$\beta(n) x(n)^T A x(n) + \gamma(n) x(n-1)^T A x(n) = e(n) \quad (17)$$

$$\beta(n) x(n-1)^T A x(n) + \gamma(n) x(n-1)^T A x(n-1) = (1-\mu) e(n-1) \quad (18)$$

$$e(n) = y(n) - y^{\wedge}(n) \quad (19)$$

$$y^{\wedge}(n) = h^{\wedge}(n)^T x(n) \quad (20)$$

ただし、

$\mu$  : 第 2 のステップサイズ (スカラー量)

となる。

【 0 0 1 6 】 図 4 において、推定回路 6 の内部の一例として ES 法と 2 次の射影法を組み合わせた例が示されている。図 3 に示される部材と共通する部材には同一の符号が付されている。受話信号  $x(n)$  は受話信号記憶回路 14、14: において受話信号ベクトル  $x(n)$ 、 $x(n-1)$  とされる。ノルム演算回路 19、19:、19:、19: においては第 1 のステップサイズ行列  $A$  により重み付けされたノルム  $x(n)^T A x(n)$ 、 $x(n)^T A x(n-1)$ 、 $x(n-1)^T A x(n)$ 、 $x(n-1)^T A x(n-1)$  が演算される。演算されたノルム、残差  $e(n)$ 、残差記憶回路 17 からの残差  $e(n-1)$  およびステップサイズ記憶回路 21 からの第 2 のステップサイズ  $\mu$  は、 $\beta(n)$ 、 $\gamma(n)$  演算回路 20 に供給されて連立方程式 (17) (18) を構成する。式 (17)、(18) を解くことにより、定数  $\beta(n)$ 、 $\gamma(n)$  を求める。

【 0 0 1 7 】 ステップサイズ行列記憶回路 12 には第 1 のステップサイズ行列  $A$  が記憶される。擬似反響路 7 がデジタル FIR フィルタで構成される場合、そのフィルタ係数  $h^{\wedge}(n)$  は室内インパルス応答  $h(n)$  を直接模擬したものとなっている。従って、反響路の変動に応じて必要なフィルタ係数修正の大きさは、室内インパルス応答の変動量と一致する。そこで、フィルタ係数修正動作における修正幅を表わすステップサイズ行列  $A$  はインパルス応答の経時変動特性により重み付けされている。一般に、室内音場におけるインパルス応答変動量は減衰率  $\lambda$  を用いた指数関数として表わされる。ステップサイズ行列  $A$  の対角成分  $\alpha_i$  ( $i = 1, 2, \dots, L$ ) は、図 2 に示されるように  $i$  の増加に伴って  $\alpha_i$  からインパルス応答の指数減衰特性と同じ傾きで指数減衰し、0 に漸近する。

【 0 0 1 8 】  $\mu$ 、 $A$ 、 $\beta(n)$ 、 $\gamma(n)$ 、 $x(n)$ 、 $x(n-1)$  は修正情報生成回路 22 に供給され、

$$\mu A [\beta(n) x(n) + \gamma(n) x(n-1)]$$

( 2 1 )

が演算され、その出力は加算器 1 6 へ供給されて、タップ係数記憶回路 1 1 からの  $h^{\wedge}(n)$  に加算され、 $h^{\wedge}(n+1)$  が得られる。演算結果  $h^{\wedge}(n+1)$  は擬似反響路 7 へ出力されると共に、タップ係数記憶回路 1 1 の値を更新する。

$$h^{\wedge}(n+1) = h^{\wedge}(n) + \mu A [\beta(n) x(n) + \gamma(n) x(n-1)]$$

( 2 2 )

エコーキャンセラを複数の DSP チップにより構成する場合、図 5 に示されるように、ステップサイズ  $\alpha_i$  の指数減衰曲線を階段状に近似し、各チップ毎に一定の  $\alpha_i$  を設定する。これにより、従来の射影法とほぼ同等の演算量と記憶容量によりこの発明を実施することができる。

【0 0 2 0】この発明の収束特性の計算機シミュレーション結果を図 6 に示す。計算機シミュレーションには実測したインパルス応答（5 1 2 タップ、サンプリング周波数 8 kHz）を使用した。受話信号には音声信号を使用し、反響信号には S/N 比 = 3 5 dB となるように近端雑音を加えた。図 6 は反響消去量の収束特性の 5 0 回の平均値である。実線はこの発明、一点破線は射影法、二点破線は E S 法、破線は学習同定法を用いた場合を示す。ここにおいては、定常エコー消去量がほぼ等しくなる様に、それぞれの方法のステップサイズを設定した。図 6 に示される通り、反響消去量 2 0 dB に達する収束速度は学習同定法と比較して、E S 法および射影法は約 2 倍、この発明の方法は約 4 倍になることがわかる。

【0 0 2 1】会議室内（残響時間 3 0 0 ms（5 0 0 Hz））において行なった収束特性の実時間評価実験結果を残留エコーレベル（=  $e(n)$  の電力レベル）を使用して図 7 に示す。実験に使用した音響エコーキャンセラは DSP により構成し、7 kHz 帯域を 2 分割し、それぞれの帯域（サンプリング周波数 8 kHz）において 3 0 7 2 タップ（エコー消去時間 3 8 4 ms）とした。入力信号には音声信号を使用した。収束特性の実時間評価結果（図 7）は、計算機シミュレーション結果（図 6）とほぼ同様であることがわかる。

【0 0 2 2】拡声電話系は人および物の移動による反響路の変動が多く、これに迅速に適應できることは大きな利点である。以上、音場のインパルス応答の変動量が指数減衰特性を持つ場合について説明したが、他の任意の変動特性を持つ場合であってもよい。また、インパルス

【0 0 1 9】以上の操作により、擬似反響路 7 は式（2 2）に従って逐次修正され、擬似反響路 7 のインパルス応答  $h^{\wedge}(n)$  は真の反響路のインパルス応答  $h(n)$  に近づいて行く。

応答の変動特性を近似してステップサイズ行列の対角成分  $\alpha_i$  を設定してもよい。

【0 0 2 3】デジタルフィルタとして FIR フィルタを使用したものについて説明したが、他の任意のデジタルフィルタも使用することができる。また、アルゴリズムが射影法の場合について説明したが、他のアルゴリズムであってもよく、インパルス応答の変動特性が推定するパラメータに及ぼす変動の大きさに応じて修正幅をきめればよい。

【0 0 2 4】

【発明の効果】以上の通りであって、第 2 のステップサイズを有し、ノルム計算にもインパルス応答の変動特性により重み付けをすることにより、E S 法と射影法のそれぞれの利点を生かし、音響エコー経路の変動特性と入力信号の相関除去を共に反映させたから、入力信号が音声信号である場合にも安定に動作し、学習同定法を用いた従来のエコーキャンセラと比較して、音声信号に対する収束速度を約 4 倍にした反響消去装置を得ることができた。従って、通話品質が改善される。

【図面の簡単な説明】

【図 1】反響消去装置の従来例を示すブロック図。

【図 2】ステップサイズ行列 A の対角成分  $\alpha_i$  を示す図。

【図 3】推定回路 6 の内部を示すブロック図。

【図 4】この発明において使用される推定回路の内部を示すブロック図。

【図 5】ステップサイズ行列 A の対角成分  $\alpha_i$  を階段状に近似する例を示す図。

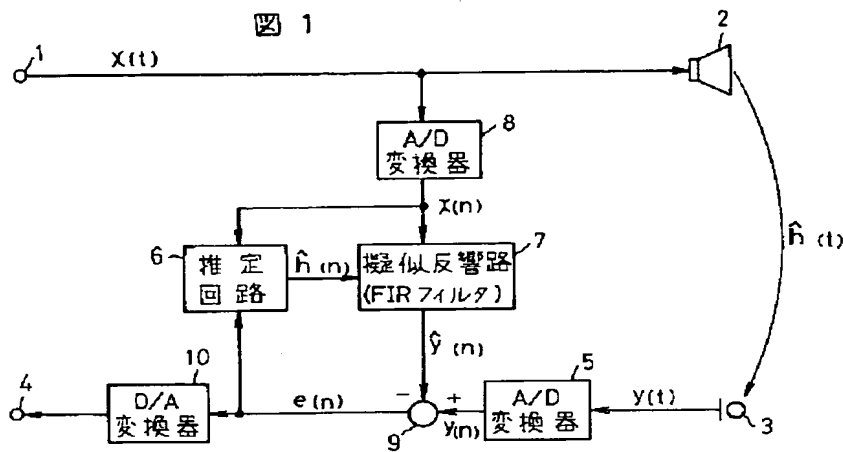
【図 6】収束特性の計算機シミュレーション結果を示す図。

【図 7】収束特性の実時間評価実験結果を示す図。

【符号の説明】

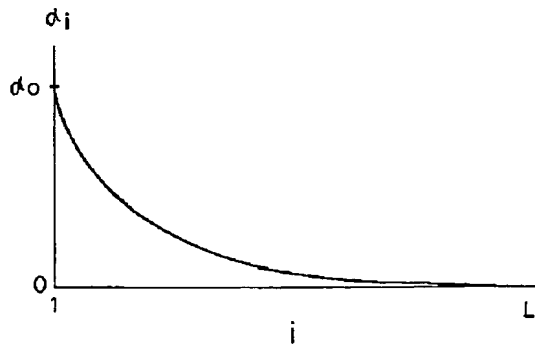
7 擬似反響路

【図 1】



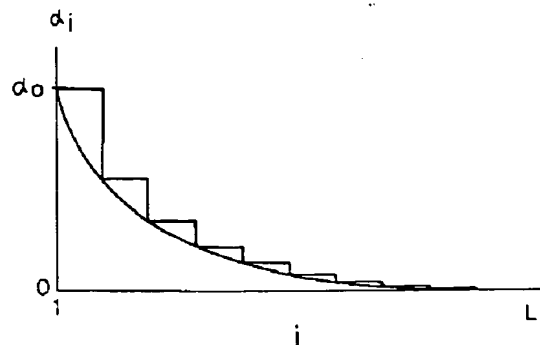
【図 2】

図 2



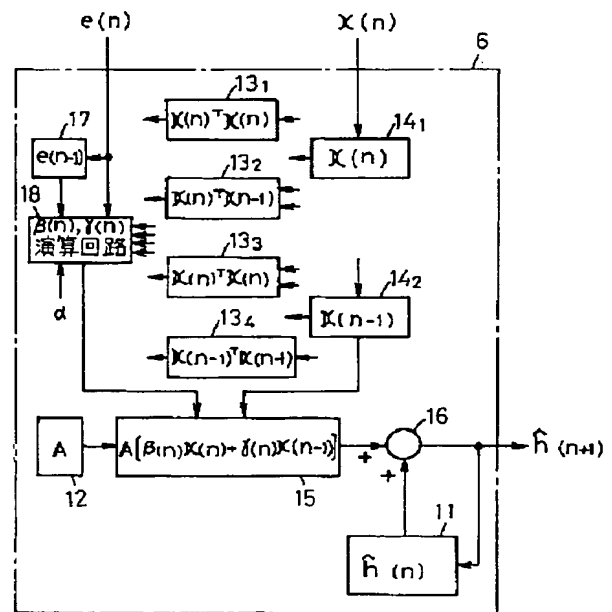
【図 5】

図 5



【図 3】

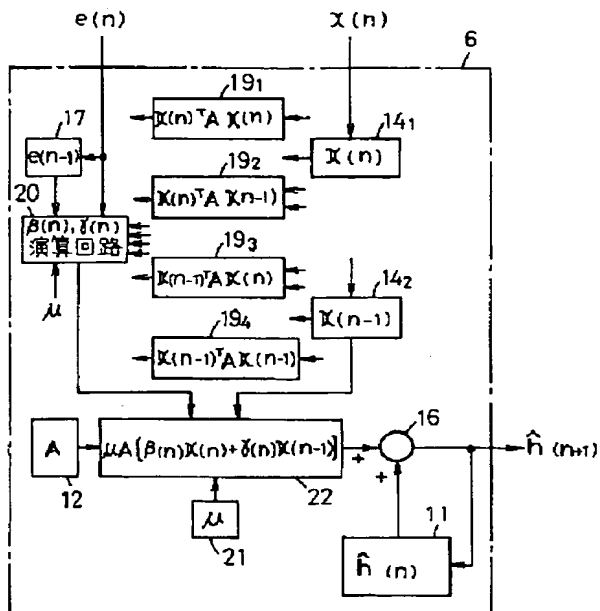
図 3



BEST AVAILABLE COPY

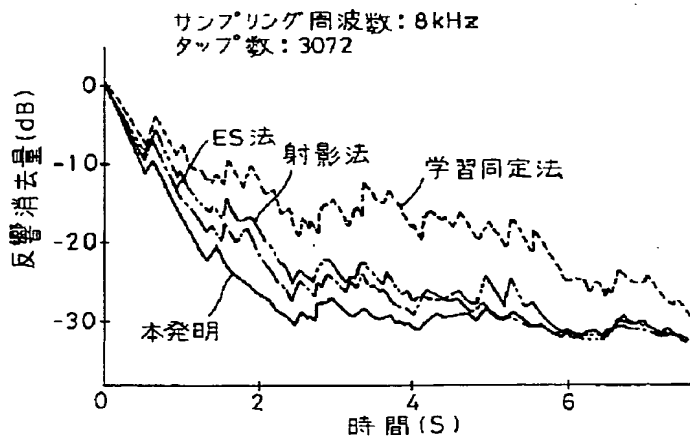
【図 4】

図 4



【図 7】

図 7



【図 6】

図 6

